

FR 00/491

EJU



T/FR 30/00491

10 MARS 2000

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

REC'D 03 AVR. 2000	
WIPO	PCT

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 08 MARS 2000

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

**DOCUMENT DE
PRIORITÉ**
PRÉSENTÉ OU TRANSMIS
CONFORMÉMENT À LA RÉGLE
17.1.a) OU b)

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'M+Planche', enclosed within a large, loopy oval stroke.

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE

26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS Cédex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30

THIS PAGE BLANK (USPTO)

DECLARATION D'INVENTEUR(S)

Le demandeur, représenté par leur mandataire,

FRANCE TELECOM SA
6, place d'Alleray
75015 PARIS

de la demande de brevet d'invention,

portant le numéro national :
déposée le

950 2662

nomme par la présente comme inventeurs :

MARRO Claude
5, rue des Trônes
22220 PLOUGUIEL
FRANCE

TAGER Wolfgang
Kreiller Strasse 15
D-81673 MUNICH
ALLEMAGNE

Fait à Dinard, le 26 février 1999

Le Mandataire

A. MAILLET
[Signature]

La présente invention concerne des procédés et des systèmes d'antenne, notamment pour l'amélioration du rapport de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs.

Dans la présente description, le terme antenne est pris au sens large. En effet, on
 5 considérera qu'une antenne est un dispositif servant à émettre ou recevoir des ondes transportant de l'information. L'objectif principal d'une antenne est donc d'extraire l'information utile en discriminant les signaux perturbateurs qui sont dus à du bruit, des sources perturbatrices, des réflexions, etc.

La présente invention n'est concernée que par les antennes réceptrices
 10 composées d'éléments discrets. Une telle antenne est représentée à la Fig. 1. Elle est constituée de N capteurs C_1 à C_N destinés à capter des signaux issus de diverses sources, telles qu'au moins une source utile SU, des sources perturbatrices SP et d'autres sources de perturbations SPD à caractères plus diffus. Chaque capteur C_i ($i = 1, \dots, N$) délivre un signal perturbé $x_i(t)$ variant avec le temps t qui est ensuite filtré par
 15 un filtre de voie FV_i de fonction de transfert $a_i(t)$ ($i = 1, \dots, N$) dont le rôle est de contrôler plusieurs aspects de l'antenne. L'ensemble de ces filtres assure une directivité donnée à l'antenne (par exemple l'ouverture du lobe principal et/ou la remontée des lobes secondaires, la réjection dans des directions non-désirées, etc.). Il permet également le pointage de l'antenne dans la direction de la source utile SU.

20 Les sorties de ces filtres FV_i sont reliées aux entrées correspondantes d'un sommateur SOM qui délivre alors le signal de sortie de l'antenne $y(t)$.

On connaît une multitude de réalisations des filtres de voie et de leur mise en œuvre. La réalisation de ces filtres dépend notamment du positionnement géométrique des capteurs et de la nature des signaux à traiter. Ces filtres peuvent avoir des
 25 caractéristiques définies une fois pour toutes (ce qui est le cas des antennes fixes) ou au contraire des caractéristiques qui varient au cours du temps (ce qui est le cas des antennes adaptatives). Pour ces dernières, les algorithmes qui adaptent les coefficients des filtres au cours du temps font généralement intervenir un dispositif de contrôle qui est propre à l'application considérée. Par exemple, il peut s'agir d'un prélèvement du
 30 signal perturbateur aux instants où la source utile SU est inactive. Un tel dispositif de contrôle n'est pas représenté à la Fig. 1 pour des raisons de clarté.

Le procédé de la présente invention est appliqué à des antennes indépendamment du traitement appliqué au signal $x_i(t)$ issu de chaque capteur C_i (filtrage de voie fixe, formation de voie adaptative, etc.). Il convient alors de faire

abstraction du traitement de signal réalisé entre l'acquisition des signaux $x_i(t)$ et la sortie d'antenne et de considérer l'élément TA comme une "boîte noire" mettant en œuvre un traitement dit traitement d'antenne dans la suite de la description.

Dans la présente description, le terme "traitement d'antenne" désigne par conséquent l'ensemble des traitements d'antenne, notamment ceux qui sont connus aujourd'hui.

Selon le domaine d'application, les antennes peuvent présenter des performances limitées. Notamment, la réduction des perturbations issues par exemple des sources de perturbations SP ou SPD peut s'avérer insuffisante. Généralement, ces performances sont mesurées au moyen d'une grandeur qui est un élément caractéristique de l'efficacité d'une antenne et qui est appelée gain en rapport signal sur bruit de l'antenne. Par le terme "bruit", on désigne l'ensemble des signaux perturbateurs que l'antenne est destinée à réduire et le rapport signal sur bruit est alors le rapport de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs.

Le procédé de la présente invention est applicable à tous les domaines où une antenne est, ou pourrait être, utilisée. Une liste de domaines non exhaustive est donnée ci-dessous :

- 1) Prise de son par antennes acoustiques telle que :
 - Prise de son pour les stations de travail (PC multimédia, etc.),
 - Prise de son mains-libres dans les véhicules,
 - Prise de son dans les lieux publics (gare, aéroport, etc.),
 - Prise de son pour la téléconférence et la visioconférence,
 - Prise de son mains-libres pour la téléphonie,
 - Prise de son pour le cinéma et les médias (radio, télévision, par exemple pour le journalisme sportif ou les concerts, etc.),
- 2) Réception par antenne pour les ondes radioélectriques (radiocommunications, télédétection, etc.),
- 3) Réception par antenne sonar (imagerie sous-marine, télédétection, etc.).
- 4) Traitement multi-capteur appliqué aux signaux biomédicaux (EEG, ECG, imagerie biomédicale etc.).

Le but de la présente invention est de réduire les composantes du signal nuisible non supprimées par l'antenne, et par conséquent à améliorer le rapport de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs de celle-ci.

Parmi les techniques de l'état de l'art portant sur l'utilisation d'un traitement appliqué en sortie d'antenne, encore appelé post-traitement, on connaît celles qui sont relatives aux systèmes de prise de son multi-capteurs. Dans la présente description, on se limitera à décrire ces techniques, mais pour les expliquer convenablement, on décrira leur détail algorithmique général dans le cadre d'une application de type prise
 5 de son pour le signal de parole utilisé pour les stations multimédia (PC communicants, etc..) qui est le contexte visé par les auteurs des communications référencées.

La combinaison d'un réseau de microphones et d'un post-traitement a été décrite pour la première fois par J.B. Allen en 1977 dans un article paru dans *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 62, N° 4, pp. 912-915, 1977 et intitulé "Multimicrophone signal processing
 10 technique to remove reverberation from speech signals". Elle avait pour but d'éliminer les signaux de réverbération émis lors de la prise de son éloignée en milieu réverbérant. Dans cet article, est décrite une prise de son réalisée par deux microphones et un traitement complet basé sur la fonction de cohérence et réalisé dans
 15 le domaine fréquentiel.

En 1988, R. Zelinski décrit, dans un article paru dans *Proc. ICASSP-88*, pp. 2578-2581, New York, USA, 1988 et intitulé "A microphone array with adaptive post-filtering for noise reduction in reverberant rooms", étend cette technique à une prise de son mettant en jeu un nombre supérieur de capteurs. En 1992, K.U. Simmer, dans un
 20 article paru dans *Proc. ISSSE-92*, Paris, France, September 1992 et intitulé "Time delay compensation for adaptive multichannel speech enhancement systems", propose une expression de la fonction de transfert du post-traitement selon une approche du type "filtrage de Wiener".

L'analyse qui suit permet de décrire l'ensemble de ces méthodes et, ce, en
 25 relation avec la Fig. 2.

Dans ce système d'antenne, les signaux de parole perturbés $x_i(n)$ sont captés par une antenne composée de N microphones C_1 à C_N et leur expression est donnée sous la relation générale :

$$30 \quad x_i(n) = s(n - \tau_{hi}) + n_i(n), \quad i = 1, \dots, N \quad (1)$$

où s désigne le signal de parole issu de la source SU et n_i le signal de bruit issu des sources SB et reçu par le capteur C_i . Du fait du formalisme orienté "traitement numérique du signal", n représente l'indice temporel en temps discret. τ_{hi} est le retard

introduit par la propagation du signal émis entre la source SU et le capteur C_i . Pour réaliser la remise en phase de chaque signal $x_i(n)$, c'est-à-dire pour réaliser le pointage de l'antenne dans la direction de la source SU, l'antenne est pointée dans la direction du locuteur désiré à l'aide du filtre de voie FV_i de fonction de transfert $r_i(n)$ et délivrant un signal $v_i(n)$ donné par l'expression suivante :

$$v_i(n) = r_i(n) * x_i(n), \quad i = 1, \dots, N \quad (2)$$

où $*$ désigne le produit de convolution.

Les signaux délivrés par les filtres de voie FV_1 à FV_N font l'objet d'une transformée dans le domaine fréquentiel pour permettre leur traitement ultérieur dans le domaine fréquentiel. A l'issue de cette transformation, ces signaux sont les signaux notés $V_1(f)$ à $V_N(f)$ qui sont alors sommés dans le sommateur SOM et moyennés dans le moyeneur MOY. Le signal $Y(f)$ issu du moyeneur MOY est l'objet, dans le filtre

W, d'un filtrage dans le domaine fréquentiel de fonction de transfert $W(f)$.

Le filtre optimal W, au sens de l'erreur quadratique moyenne, de fonction transfert $W_{opt}(f)$ est obtenu en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre le signal désiré s et un signal estimé \hat{s} . D'après l'équation de Wiener-Hopf et sous la seule hypothèse de remise en phase parfaite du signal utile $s(n)$, l'expression générale du filtre de Wiener s'écrit dans le domaine fréquentiel :

$$W_{opt}(f) = \frac{\Phi_{ys}(f)}{\Phi_{yy}(f)} \quad (3)$$

où $\Phi_{yy}(f)$ est la densité spectrale de puissance du signal $y(n)$ en sortie du moyeneur MOY et $\Phi_{ys}(f)$ est la densité interspectrale de puissance des signaux $y(n)$ et $s(n)$.

Cette expression du filtre optimal s'écrit à partir du signal utile $s(n)$ et du bruit moyen en sortie de formation de voie \bar{n} en supposant que le signal $x_i(n)$ parvenant à chaque capteur C_i est modélisé par la somme du signal utile $s(n)$ et du bruit $n_i(n)$, que chacun des bruits $n_i(n)$ et le signal utile $s(n)$ sont décorrés, que les densités spectrales de puissance des bruits $n_i(n)$ sont identiques sur chaque microphone ($\Phi_{n_i n_i}(f) = \Phi_{nn}(f)$, $\forall i = 1, \dots, N$), que les bruits $n_i(n)$ sont décorrés entre capteurs

($\Phi_{n_i n_j}(f) = 0, i \neq j$) et qu'enfin, les signaux d'entrée $x_i(n)$ sont parfaitement remis en phase vis-à-vis du signal utile $s(n)$.

L'expression de la fonction de transfert du filtre ainsi obtenue est la suivante :

$$W_{opt}(f) = \frac{\Phi_{ss}(f)}{\Phi_{ss}(f) + \Phi_{nn}(f)} \quad (4)$$

où $\Phi_{ss}(f)$ et $\Phi_{nn}(f)$ sont les densités spectrales de puissance du signal utile $s(n)$ et du bruit $n(n)$ en sortie de formation de voie.

Ces deux dernières grandeurs $\Phi_{ss}(f)$ et $\Phi_{nn}(f)$, nécessaires au calcul de $W_{opt}(f)$, sont *a priori* inconnues et posent donc un problème pour leur estimation. Pour l'ensemble des méthodes exposées dans l'état de la technique, $\Phi_{ss}(f)$ et $\Phi_{nn}(f)$ sont estimées à partir des signaux reçus sur les différents capteurs. Par exemple sous l'hypothèse de non-corrélation des bruits sur chaque microphone, l'estimation de la densité spectrale $\Phi_{ss}(f)$ du signal utile peut être réalisée à partir des densités interspectrales de puissance $\Phi_{v_i v_j}(f)$ des signaux $x_i(n)$ et $x_j(n)$ issus des capteurs C_i et C_j remis en phase au moyen des filtres FV_i et du compensateur de retard CR . Ce sont les estimateurs des densités spectrales et interspectrales de puissance qui distinguent les différents procédés de l'art antérieur.

En considérant les hypothèses sur les signaux d'entrée posées précédemment, les grandeurs spectrales $\Phi_{v_i v_i}(f)$ et $\Phi_{v_i v_j}(f)$ peuvent s'écrire:

$$\Phi_{v_i v_i}(f) = \Phi_{ss}(f) + \Phi_{nn}(f) \quad (5)$$

$$\Phi_{v_i v_j}(f) = \Phi_{ss}(f), \quad i \neq j \quad (6)$$

Un moyen d'estimer $W_{opt}(f)$ consiste à utiliser une moyenne de ces densités spectrales et interspectrales de puissance respectivement au dénominateur et au numérateur :

$$\hat{W}(f) = \frac{\frac{2}{N(N-1)} \gamma \left(\sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \hat{\Phi}_{v_i v_j}(f) \right)}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{\Phi}_{v_i v_i}(f)} \quad \text{avec } \gamma(\cdot) = \text{Re}(\cdot) \text{ ou } \gamma(\cdot) = |\cdot| \quad (7)$$

L'utilisation de l'opérateur module ou partie réelle $\mathcal{R}(\cdot)$ est justifiée par la grandeur à estimer au numérateur, $\Phi_{xx}(f)$, qui doit être réelle et positive. La notation " $\hat{\cdot}$ " désigne l'estimation (au sens statistique) de la grandeur sur laquelle elle s'applique.

L'estimateur $\hat{W}(f)_{\mathcal{R}(\cdot)=\mathcal{R}(\cdot)}$ a été proposé par R. Zelinski [voir l'article mentionné précédemment] avec une mise en œuvre dans le domaine temporel. Dans l'article de Simmer de 1992, l'estimation et le filtrage sont réalisés dans le domaine fréquentiel. $\hat{W}(f)_{\mathcal{R}(\cdot)=\mathcal{R}(\cdot)}$ est alors une extension à un nombre quelconque de capteurs du traitement bicauteurs décrit par Allen en 1977. En fait, l'équation (7) précédente représente, d'un point de vue du principe algorithmique, deux méthodes d'estimation du filtre de Wiener : $\hat{W}(f)_{\mathcal{R}(\cdot)=\mathcal{R}(\cdot)}$ et $\hat{W}(f)_{\mathcal{R}(\cdot)=\mathcal{R}(\cdot)}$.

Sur la Fig. 2, on notera que les grandeurs spectrales nécessaires à l'estimation du filtre W , c'est-à-dire les densités $\hat{\Phi}_{v_i v_i}(f)$ et $\hat{\Phi}_{v_i v_j}(f)$ sont elles-mêmes à estimer à partir des signaux issus des capteurs C_1 à C_N et traités par les filtres de voie FV_1 à FV_N . En effet, en pratique, la mise en œuvre d'un postfiltre en considérant un environnement réel et des signaux de parole nécessite une estimation qui assure le suivi de la non-stationnarité de tels signaux tout en garantissant une qualité d'estimation acceptable.

Un des inconvénients des procédés de l'art antérieur réside dans le fait que l'implémentation de ces post-traitements nécessite l'estimation d'un nombre important de grandeurs spectrales. Il faut estimer $N(N - 1)/2$ densités interspectrales de puissance pour le calcul du numérateur de la fonction $\hat{W}(f)$ et N densités spectrales de puissance pour le calcul de son dénominateur, d'où un total de $N(N + 1)/2$ grandeurs spectrales. Dans le cas d'une antenne composée de 9 microphones, 45 grandeurs spectrales doivent ainsi calculées : 36 densités interspectrales de puissance et 9 densités spectrales de puissance.

L'estimation de la densité spectrale de puissance $\Phi_{xx}(f)$ du signal utile $s(t)$ est réalisée par la moyenne des densités interspectrales de puissance des signaux microphoniques remis en phases. En présence de perturbations, il faudrait que celles-ci respectent l'hypothèse selon laquelle les perturbations sont décorréliées entre capteurs pour que cette fonction $\Phi_{xx}(f)$ soit correctement estimée. Or, dans la réalité, les sources de bruit localisé ainsi que certaines réflexions sont des signaux cohérents d'un capteur à l'autre. De ce fait, ces sources nuisibles ne pourront pas être discriminées par l'opération $\hat{\Phi}_{v_i v_j}(f)$ et l'estimation de $\Phi_{xx}(f)$ s'en trouvera biaisée

(équation 6 ci-dessus non respectée). Ce biais sera d'autant plus important que le rapport signal à bruit est faible. Le biais rajouté à la fonction $\Phi_{xx}(f)$ est la composante cohérente de la densité interspectrale de puissance du bruit, qui sera d'autant plus importante que le niveau de bruit est élevé. Ceci aura deux
 5 conséquences : une diminution des performances en termes de réduction des perturbations et une dégradation du signal utile. Il s'ensuit que le système complet (antenne + postfiltrage) peut être moins performant que l'antenne seule.

En plus du biais sur l'estimation de la fonction $\Phi_{xx}(f)$ qu'occasionnent les caractéristiques réelles des perturbations, celles-ci entraînent également une limitation
 10 des performances du système même en absence de signal utile. Aux instants où le signal utile $s(n)$ est inactif, le post-traitement $\hat{W}(f)$ devrait en théorie complètement supprimer le bruit, du fait que les densités interspectrales de puissance $\hat{\Phi}_{v_i v_j}(f)$, qui sont dans ce cas les densités interspectrales de puissance des seuls bruits, devraient être nulles. Dans la réalité, on n'obtient pas ce résultat une fois encore parce que la
 15 nature statistique des perturbations font que la précédente hypothèse n'est pas respectée. Les sources perturbatrices localisées ainsi que certaines réflexions ne seront pas suffisamment réduites.

Le but de la présente invention est de proposer un procédé d'antenne qui permette de résoudre les problèmes engendrés par les procédés de l'art antérieur.

20 A cet effet, un procédé d'amélioration du rapport signal utile à signaux perturbateurs d'une antenne est caractérisé en ce qu'il consiste à filtrer le signal délivré par ladite antenne au moyen d'un filtre dont la fonction de transfert est égale au rapport de deux fonctions linéaires de la puissance du signal à la sortie de l'antenne et de la puissance du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs à
 25 l'entrée de ladite antenne.

Avantageusement, ladite fonction de transfert est égale au rapport de la puissance du signal à la sortie de l'antenne et de la puissance du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs à l'entrée de ladite antenne

Selon une autre caractéristique de l'invention, il consiste à estimer la puissance
 30 du signal à la sortie de l'antenne et la puissance du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs à l'entrée de l'antenne.

Pour ce faire, dans une première variante, il consiste à utiliser, pour pourvoir estimer la puissance du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs à

l'entrée de l'antenne, le, des ou les signaux respectivement délivrés par le, des ou les capteurs de ladite antenne.

Selon une autre variante, il consiste à utiliser, pour pourvoir estimer la puissance du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs à l'entrée de l'antenne, le ou des signaux issus du traitement, dans une unité de traitement d'antenne de ladite antenne, des signaux respectivement délivrés par les capteurs de ladite antenne.

La présente invention concerne également un procédé de traitement d'antenne du type qui consiste à transformer dans le domaine fréquentiel le ou chaque signal délivré par au moins capteur, à filtrer le ou chaque signal issu de ladite transformation, à sommer entre eux les signaux respectivement obtenus après filtrage et à transformer dans le domaine temporel le signal obtenu après sommation.

Selon une caractéristique de la présente invention, ledit procédé est caractérisé en ce qu'il consiste en outre à filtrer le signal obtenu après sommation au moyen d'un filtre dont la fonction de transfert est égale au rapport de deux fonctions linéaires de la puissance du signal présent à la sortie du sommateur et de la puissance du ou des signaux délivrés par ladite ou lesdites unités de transformation dans le domaine fréquentiel.

Avantageusement, la fonction de transfert est égale au rapport de la puissance du signal présent à la sortie du sommateur et de la puissance du ou des signaux délivrés par ladite ou lesdites unités de transformation dans le domaine fréquentiel.

Avantageusement, il consiste à estimer la puissance du signal à la sortie de l'antenne et la puissance du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs à l'entrée de l'antenne.

Selon une autre caractéristique de l'invention, il consiste à, pour effectuer l'estimation de la puissance du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs à l'entrée de l'antenne, effectuer la moyenne de l'estimation des densités spectrales de puissance des signaux issus du ou des capteurs.

Selon une autre caractéristique de l'invention, pour effectuer l'estimation de la puissance du signal en sortie du sommateur, il consiste à calculer l'estimation de la densité spectrale de puissance de ce signal.

Selon une autre caractéristique de l'invention, il consiste à effectuer lesdites estimations de manière récursive par lissage à oubli exponentiel.

La présente invention concerne également un système d'antenne qui comprend une antenne pourvue d'au moins un capteur et qui est prévu pour améliorer le rapport

de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs de ladite antenne. Il est caractérisé en ce qu'il comprend un filtre qui est prévu pour filtrer le signal délivré par ladite antenne et dont la fonction de transfert est égale au rapport de deux fonctions linéaires de la puissance du signal présent à la sortie de l'antenne et de la puissance du ou des signaux délivrés par le ou les capteurs à l'entrée de l'antenne.

Avantageusement, ladite fonction de transfert est égale au rapport de la puissance du signal présent à la sortie de l'antenne et de la puissance du ou des signaux délivrés par le ou les capteurs à l'entrée de l'antenne.

Avantageusement, ledit système comporte des unités d'estimations pour pouvoir respectivement estimer la puissance du signal présent à la sortie de l'antenne et la puissance du ou des signaux délivrés par le ou lesdits capteurs à l'entrée de l'antenne.

Ladite unité d'estimation pour pouvoir estimer la puissance à l'entrée de l'antenne, traite le, des ou les signaux respectivement délivrés par un, des ou les capteurs de ladite antenne.

Ladite unité d'estimation pour pouvoir estimer la puissance à l'entrée de l'antenne, traite le ou des signaux délivrés par une unité de traitement d'antenne de ladite antenne à partir des signaux respectivement délivrés par les capteurs de ladite antenne.

Ladite invention concerne encore un système d'antenne du type qui comprend une unité de transformation dans le domaine fréquentiel du ou de chaque signal délivré par au moins capteur, un filtre de voie pour filtrer dans le domaine fréquentiel le signal délivré par ladite unité de transformation, un sommateur pour sommer entre eux les signaux respectivement délivrés par lesdits filtres de voie et une unité de transformation dans le domaine temporel du signal délivré par ledit sommateur.

Il est caractérisé en ce qu'il comporte, entre le sommateur et l'unité de transformation dans le domaine temporel, un filtre dont la fonction de transfert est égale au rapport de deux fonctions linéaires de la puissance du signal présent à la sortie du sommateur et de la puissance du ou des signaux délivrés par ladite unité de transformation dans le domaine fréquentiel. Avantageusement, la fonction de transfert dudit filtre est égale au rapport de la puissance du signal présent à la sortie du sommateur et de la puissance du ou des signaux délivrés par ladite unité de transformation dans le domaine fréquentiel.

Ledit système d'antenne comporte des unités d'estimations pour pouvoir respectivement estimer la puissance du signal présent à la sortie du sommateur et la

puissance du ou des signaux délivrés par lesdites unités de transformation dans le domaine fréquentiel.

Ladite unité d'estimation pour l'estimation de la puissance du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs à l'entrée de l'antenne effectue la
 5 moyenne de l'estimation des densités spectrales de puissance des signaux issus du ou des capteurs.

Ladite unité d'estimation pour l'estimation de la puissance du signal en sortie du sommateur est donnée par l'estimation de la densité spectrale de puissance de ce signal.

10 Avantageusement, ledit système comporte des moyens pour que lesdites estimations soient effectuées de manière récursive par lissage à oubli exponentiel.

Les caractéristiques de l'invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres, apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'un exemple de réalisation, ladite description étant faite en relation avec les dessins joints, parmi
 15 lesquels :

La Fig. 1 est un schéma synoptique d'une antenne au sens de la présente description,

La Fig. 2 est un schéma synoptique d'un système d'antenne équipé d'un post-filtre selon l'état de la technique,

20 La Fig. 3 est un schéma synoptique d'un premier mode de réalisation d'un système d'antenne équipé d'un post-filtre selon la présente invention,

La Fig. 4 est un schéma synoptique d'un second mode de réalisation d'un système d'antenne équipé d'un post-filtre selon la présente invention,

25 La Fig. 5 est un schéma synoptique d'un troisième mode de réalisation d'un système d'antenne équipé d'un post-filtre selon la présente invention,

La Fig. 6 est un graphe montrant, en fonction du temps, les amplitudes des signaux utile et perturbateur en sortie d'une antenne non équipée d'un post-filtre selon l'invention,

30 La Fig. 7 est un graphe montrant, en fonction du temps, les amplitudes des signaux utile et perturbateur en sortie d'un post-filtre mis en œuvre selon l'invention, et

La Fig. 8 est un graphe montrant, en fonction du temps, les niveaux des signaux perturbateurs en entrée d'antenne, en sortie d'antenne et sortie de post-filtre.

On a représenté à la Fig. 3 un schéma synoptique d'un système d'antenne prévu pour mettre en œuvre le procédé de la présente invention. Ce système est constitué d'une antenne ANT elle-même constituée d'une pluralité de capteurs C_1 à C_N dont les signaux de sortie $x_1(t)$ à $x_N(t)$ sont fournis à une unité de traitement d'antenne TA
5 prévue pour elle-même délivrer un signal de sortie d'antenne $y(t)$.

Le système représenté comprend une unité de post-filtrage PF prévue pour appliquer au signal $y(t)$ un post-filtrage dont la fonction de transfert est une fonction $W(t)$ qui, selon l'invention, est égale au rapport de deux fonctions F et G linéaires de la puissance $\hat{P}_y(t)$ à la sortie de l'antenne ANT et de la puissance $\hat{P}_x(t)$ à l'entrée de
10 l'antenne ANT telles qu'elles sont respectivement estimées par des unités d'estimation ESTE et ESTS.

D'une manière générale, ces deux fonctions F et G s'écrivent donc de la manière suivante :

$$15 \quad F(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t)) = \alpha(t) \cdot \hat{P}_x(t) + \beta(t) \cdot \hat{P}_y(t), \quad (8)$$

$$G(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t)) = \gamma(t) \cdot \hat{P}_x(t) + \eta(t) \cdot \hat{P}_y(t), \quad (9)$$

et la fonction de transfert $W(t)$:

$$20 \quad W(t) = \frac{F(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t))}{G(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t))} = \frac{\alpha(t) \cdot \hat{P}_x(t) + \beta(t) \cdot \hat{P}_y(t)}{\gamma(t) \cdot \hat{P}_x(t) + \eta(t) \cdot \hat{P}_y(t)} \quad (10)$$

La fonction de transfert $W(t)$ est calculée par une unité UC et est délivrée à l'unité de post-filtrage PF.

25 On notera que le procédé de la présente invention pourrait être mis œuvre dans le domaine fréquentiel. La fonction $W(t, f)$ du post-filtre est alors calculée pour chaque composante fréquentielle ou moyen de la relation suivante :

$$30 \quad W(t, f) = \frac{F(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}{G(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))} \quad (11)$$

où $\hat{P}_x(t, f)$ et $\hat{P}_y(t, f)$ sont respectivement les représentations dans le domaine fréquentiel de la puissance en entrée $\hat{P}_x(t)$ et de la puissance en sortie $\hat{P}_y(t)$ et $W(t, f)$ la représentation dans le domaine fréquentiel du post-filtre $W(t)$.

Dans la suite de la description, on considérera les fonctions $F(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t))$ et
 5 $G(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t))$ comme étant respectivement égales à la puissance en sortie $\hat{P}_y(t)$ et à la puissance en entrée $\hat{P}_x(t)$, soit :

$$F(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t)) = \hat{P}_y(t) \quad (12)$$

10 et

$$G(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t)) = \hat{P}_x(t) \quad (13)$$

Le post-filtrage PF ainsi réalisé consiste à appliquer au signal $y(t)$ une fonction
 15 de transfert $W(t)$ qui, selon l'invention, est égale au rapport de la puissance $\hat{P}_y(t)$ à la sortie de l'antenne ANT et de la puissance $\hat{P}_x(t)$ à l'entrée de l'antenne ANT telles qu'elles sont respectivement estimées par des unités d'estimation ESTE et ESTS:

$$W(t) = \frac{\hat{P}_y(t)}{\hat{P}_x(t)} \quad (14)$$

20

Pour une mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, la fonction $W(t, f)$ du post-filtre est alors calculée au moyen de la relation suivante :

$$W(t, f) = \frac{\hat{P}_y(t, f)}{\hat{P}_x(t, f)} \quad (15)$$

25

où $\hat{P}_x(t, f)$ et $\hat{P}_y(t, f)$, comme mentionné précédemment, sont respectivement les représentations dans le domaine fréquentiel de la puissance en entrée $\hat{P}_x(t)$ et de la puissance en sortie $\hat{P}_y(t)$ et $W(t, f)$ la représentation dans le domaine fréquentiel du post-filtre $W(t)$.

30

On notera que, dans ce formalisme, une grandeur $A(t, f)$ dans le domaine fréquentiel représente la même grandeur $a(t)$ dans le domaine temporel à l'instant t et

pour la fréquence f . On sait que le passage d'un signal du domaine temporel au domaine fréquentiel nécessite une durée d'observation. En conséquence, la grandeur $A(t, f)$ a une valeur connue à l'instant t , mais son calcul a pu nécessiter une durée dont la valeur est propre au domaine d'application où le procédé objet de l'invention serait
 5 appliqué.

L'estimation de la puissance du signal en sortie d'antenne, $\hat{P}_y(t)$, peut être réalisée de manières très variées qui dépendent du domaine d'application auquel le procédé objet du brevet pourrait être utilisé. La lettre t désignant le temps, l'estimation de la puissance de sortie d'antenne $\hat{P}_y(t)$ est une valeur de puissance instantanée qui
 10 varie donc au cours du temps et qui est estimée en permanence à partir du signal $y(t)$. Selon l'application envisagée, on accordera un temps d'intégration plus ou moins important selon les caractéristiques de stationnarité des signaux utilisés.

On notera que la variable temps peut être discrète ou continue.

La description faite ci-dessus pour l'estimation de puissance en sortie d'antenne
 15 $\hat{P}_y(t)$ (ou $\hat{P}_y(t, f)$) s'applique également à l'estimation de puissance à l'entrée de l'antenne $\hat{P}_x(t)$ (ou $\hat{P}_x(t, f)$). La différence avec l'estimation de puissance de sortie $\hat{P}_y(t)$ (ou $\hat{P}_y(t, f)$) réside sur l'aspect multi-capteur de l'entrée d'antenne. En effet, un seul capteur, seulement quelques capteurs, ou tous les capteurs (cas représenté) peuvent être utilisés pour estimer la puissance d'entrée de l'antenne $\hat{P}_x(t)$ (ou $\hat{P}_x(t, f)$).

20 D'un point de vue algorithmique, le post-filtrage est obtenu conformément à l'une des deux dernières équations à partir des estimations de puissance d'entrée et de sortie d'antenne, $\hat{P}_x(t)$ et $\hat{P}_y(t)$ dans le domaine temporel, ou $\hat{P}_x(t, f)$ et $\hat{P}_y(t, f)$ dans le domaine fréquentiel. De ce fait, le post-filtrage varie au cours du temps au même rythme que les estimations des puissances $\hat{P}_x(t)$ et $\hat{P}_y(t)$ ou $\hat{P}_x(t, f)$ et $\hat{P}_y(t, f)$. Ainsi,
 25 la fonction du postfiltre résultant peut être seulement temporel $W(t)$ (c'est-à-dire un gain global variant au cours du temps) ou avoir en plus une représentation fréquentielle $W(t, f)$ (c'est-à-dire un gain pour chaque composante fréquentielle, dont chacune varie au cours du temps). Le post-filtrage peut être appliqué en l'état, mais on peut également lui appliquer des transformations linéaires ou non-linéaires, telles des
 30 limitations d'amplitude dans un intervalle de valeurs prédéterminées pour éviter des valeurs aberrantes dues à d'éventuelles erreurs dans la détermination des estimations $\hat{P}_x(t)$ et $\hat{P}_y(t)$ ou $\hat{P}_x(t, f)$ et $\hat{P}_y(t, f)$, des fonctions de pondération, etc.

Dans le domaine temporel, l'opération de postfiltrage est une opération de convolution. L'expression du signal de sortie $z(t)$ du système d'antenne de l'invention peut donc alors s'écrire sous la forme :

$$5 \quad z(t) = y(t) * W(t) \quad (16)$$

où $*$ désigne le produit de convolution.

Dans le domaine fréquentiel, cette opération est une simple multiplication. L'expression du signal $z(t, f)$ en sortie du post-filtre W dans le domaine fréquentiel peut
10 donc alors s'écrire :

$$z(t, f) = y(t, f) \cdot W(t, f) \quad (17)$$

Cette opération de filtrage peut être réalisée par diverses méthodes, et ceci
15 compte tenu du domaine d'application et du traitement de l'antenne sur lequel on souhaite appliquer le procédé objet de l'invention (i.e. temporelle, fréquentielle, analogique, numérique, etc.). Cette étape permet d'obtenir le signal en sortie de traitement $z(t)$ (avec retour préalable dans le domaine temporel de $z(f)$ dans le cadre de la mise en œuvre dans le domaine fréquentiel).

20 On notera qu'il peut être intéressant d'utiliser des signaux générés au sein même du dispositif de traitement d'antenne TA pour estimer la puissance d'entrée. Par exemple, cela peut être le cas pour des antennes où certains capteurs sont alloués à une bande de fréquence (dans ce cas, un filtrage est réalisé à l'intérieur même du traitement d'antenne pour chacun de ces capteurs). Si l'on ne désire appliquer le post-
25 filtrage, qu'à cette bande de fréquence, on peut utiliser les seuls signaux en sortie des filtres implémentés dans le traitement d'antenne TA pour faire cette détermination.

Ainsi, à la Fig. 4, on a représenté un autre mode de réalisation d'un système d'antenne également prévu pour mettre en œuvre le procédé de la présente invention. Il diffère du précédent en ce que l'estimation de la puissance d'entrée $\hat{P}_q(t)$, dans le
30 domaine temporel, ou $\hat{P}_q(t, f)$, dans le domaine fréquentiel, (l'indice q utilisé est pour pouvoir distinguer ces estimations de l'estimation de puissance d'entrée $\hat{P}_x(t)$ ou $\hat{P}_x(t, f)$ réalisée par utilisation des signaux directement issus des capteurs C_1 à C_N) est réalisée à partir d'un certain nombre de ces signaux engendrés au sein même de l'unité de traitement d'antenne TA. Plus exactement, parmi les J signaux utilisables au sein

du traitement d'antenne, un seul signal, seulement quelques signaux, ou tous les signaux peuvent être utilisés pour estimer la puissance en entrée $\hat{P}_q(t)$ ou $\hat{P}_q(t, f)$.

L'estimation de la puissance en entrée $\hat{P}_x(t, f)$ peut être calculée à l'aide de la moyenne des N densités spectrales de puissance des signaux respectivement présents sur les capteurs C_1 à C_N . De la même manière, la puissance en sortie d'antenne $\hat{P}_y(t, f)$ peut être calculée à l'aide de la densité spectrale de puissance de $y(t)$. Par conséquent, le procédé objet de l'invention nécessite le calcul d'au plus $(N + 1)$ grandeurs spectrales au lieu $N(N + 1)/2$ dans le cas des procédés de l'art antérieur. Par exemple pour une antenne à 9 capteurs, 10 calculs de densité spectrale de puissance sont estimés au lieu de 36 calculs de densité interspectrale de puissance et 9 calculs de densité spectrale pour les méthodes antérieures.

Un autre avantage de la présente invention résulte du fait qu'elle n'est pas basée sur une estimation de la densité spectrale du signal utile si bien que le problème du biais dans l'estimation de la densité interspectrale de puissance du signal utile $\Phi_{xx}(f)$ ne se pose pas.

Un autre avantage résulte du fait que le procédé objet de l'invention n'est pas basé sur les propriétés inter-capteurs des signaux perturbateurs. On rappelle que dans les techniques antérieures, les densités interspectrales des bruits doivent être nulles pour que le bruit soit réduit efficacement par le post-filtre.

Prenons par exemple le cas d'une source perturbatrice localisée. Supposons que le signal qu'elle émet arrive sur l'antenne dans une direction autre que celle de la source utile et que par conséquent, l'antenne atténue ce signal. Ce signal parvenant à tous les capteurs de façon cohérente, il ne sera pas atténué par les procédés de l'art antérieur connus alors qu'il sera réduit avec un post-filtrage mis en œuvre selon le procédé de l'invention du fait même de l'atténuation de ce signal apportée par l'antenne. Par sa nature algorithmique, le procédé objet de l'invention est robuste vis à vis de la nature statistique des perturbations puisque seule leur nature énergétique intervient dans la méthode.

Dans les méthodes antérieures, les densités interspectrales de puissance estimées à l'entrée sont employées pour estimer la densité spectrale de puissance du signal utile. Ceci implique qu'il est absolument nécessaire d'utiliser les signaux en sortie des filtres de compensation des retards (qui sont les filtres FV_i représentés à la Fig. 2 et qui réalisent le pointage de l'antenne dans la direction de la source utile). Dans le procédé objet de l'invention, du fait qu'on estime directement la puissance du signal d'entrée

(donc par exemple des densités spectrales de puissance), il n'est pas nécessaire d'utiliser les signaux de voie remis en phase et l'estimation peut se faire directement en sortie des capteurs.

On va maintenant décrire un exemple d'application du procédé de la présente invention mis en œuvre dans le domaine fréquentiel. Le système d'antenne est alors celui qui est représenté à la Fig. 5.

Chaque signal $x_i(n)$ délivré par un capteurs C_i ($i = 1$ à N) est soumis (classiquement dans le domaine du traitement numérique du signal) à une transformée dans le domaine temporel dans une unité UTF. Par exemple, ladite transformée est une transformée de Fourier à court terme (ou encore dit à "fenêtre temporelle glissante") qui elle-même peut consister en une opération de fenêtrage puis à une transformée de Fourier rapide. Il pourrait également s'agir d'une transformée en ondelettes.

L'expression de chaque signal microphonique C_i (i pouvant prendre les valeurs 1 à N) à l'issue de cette transformation dans le domaine fréquentiel peut s'écrire :

$$X_i(p, \omega_k) = \sum_{n=0}^{M-1} h_a(-n) x_i(pR + n) W_M^{-kn} \quad k = 0, \dots, M-1 \quad (18)$$

Les notations utilisées sont les suivantes :

- ♦ $h_a(n)$: fenêtre d'analyse de longueur M .
- ♦ M : longueur de la fenêtre d'analyse (exprimée en nombre d'échantillons).
- ♦ R : pas de décalage des fenêtres (en échantillons).
- ♦ p : indice de trame correspondant à un instant t et de durée égale à celle de la longueur M de la fenêtre d'analyse.
- ♦ L'axe des fréquences étant discrétisé de façon uniforme, on note la $k^{\text{ème}}$ composante :

$$\omega_k = 2\pi k / M \quad k = 0, \dots, M-1 \quad (19)$$

et

$$W_M = e^{j2\pi/M} = e^{j\omega_1} \quad (20)$$

On notera que ω_k est la représentation discrète de la fréquence f à valeurs continues.

Le signal $Y(p, \omega_k)$ en sortie de l'antenne ANT est obtenu en effectuant la somme, dans l'unité SOM, des signaux $X_i(p, \omega_k)$ issus des microphones C_i ($i = 1$ à N) respectivement soumis à des filtres de voie FV_i de fonction de transfert $a_i(\omega_k)$. Son expression s'écrit donc :

$$Y(p, \omega_k) = \sum_{i=1}^N a_i(\omega_k) X_i(p, \omega_k) \quad (21)$$

On comprendra que, comme cela a déjà été mentionné dans le préambule de la présente description, chaque fonction de transfert $a_i(\omega_k)$ inclut non seulement la fonction de le contrôle de directivité mais aussi celle de compensation de retard.

Le signal $Z(p, \omega_k)$ à l'issue du post-filtrage de fonction $W(p, \omega_k)$ mis en œuvre dans le postfiltre W est donné par la relation :

$$Z(p, \omega_k) = Y(p, \omega_k) W(p, \omega_k) \quad (22)$$

Enfin, le signal $z(n)$ de sortie du système d'antenne est obtenu par retour dans le domaine temporel dans une unité de transformation dans le domaine temporel UTT. Cette unité de transformation UTT est par exemple constituée d'une transformation de Fourier inverse et d'une opération de fenêtrage. Il pourrait également s'agir d'une transformée inverse en ondelettes

Le signal $z(n)$ est alors donné par la relation suivante :

$$z(n) = \sum_{p=-\infty}^{p=+\infty} h_s(n-pR) \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} Z(p, \omega_k) W_M^{k(n-pR)} \quad n = 0, \dots, M-1 \quad (23)$$

où $h_s(n)$ est la fenêtre de synthèse de longueur M .

Cette méthode particulière de mise en œuvre fait partie de la famille des techniques de réductions des perturbations (i.e. bruit ambiant, réverbération, écho acoustique, etc..) par modification spectrale à court terme. Pour ce faire, le traitement est réalisé par bloc par fenêtre temporelle glissante. Toutes les variantes de ces approches peuvent être utilisées pour mettre en œuvre le procédé objet de l'invention.

La fonction $W(p, \omega_k)$ du post-filtre est obtenue par le rapport de l'estimation $\hat{P}_y(p, \omega_k)$ de la puissance du signal de sortie de l'antenne sur l'estimation $\hat{P}_x(p, \omega_k)$ de la puissance du signal d'entrée et est donc donnée par la relation suivante :

$$5 \quad W(p, \omega_k) = \frac{\hat{P}_y(p, \omega_k)}{\hat{P}_x(p, \omega_k)} \quad (24)$$

Comme cela a déjà été mentionné, il est possible d'appliquer au post-filtre des transformations linéaires ou non-linéaires. Ceci est par exemple le cas pour s'affranchir des erreurs d'estimation dans des contextes particuliers (aux fréquences où le post-filtre prend des valeurs en dehors d'un intervalle prédéterminé, par exemple [0; 1]). Il est alors nécessaire d'appliquer une fonction de limitation à seuil pour éviter des amplification non souhaitées). On peut également vouloir privilégier certaines valeurs proches de la valeur maximale que peut prendre la fonction du post-filtre et vouloir réduire plus fortement les valeurs proches de la valeur minimale que peut prendre la fonction du postfiltre.

L'estimation de la puissance du signal en entrée $\hat{P}_x(p, \omega_k)$ est réalisée, dans l'unité ESTE, par la moyenne de l'estimation des densités spectrales de puissance des signaux issus des microphones C_1 à C_N :

$$20 \quad \hat{P}_x(p, \omega_k) = \sum_{i=1}^N \hat{\Phi}_{x_i}(p, \omega_k) \quad (25)$$

On notera que la détermination de cette puissance pourrait n'utiliser que les signaux que d'un ou de certains capteurs C_1 à C_N .

Quant à l'estimation de la puissance du signal en sortie d'antenne $\hat{P}_y(p, \omega_k)$, elle est réalisée par l'unité ESTS et est donnée par l'estimation de la densité spectrale de puissance de ce signal :

$$\hat{P}_y(p, \omega_k) = \hat{\Phi}_y(p, \omega_k) \quad (26)$$

30 L'unité UC calcule la fonction du postfiltre $W(p, \omega_k)$ et la fournit au postfiltre W lui-même.

Les estimées des densités spectrales $\hat{\Phi}_{x_i x_i}(p, \omega_k)$ et $\hat{\Phi}_{yy}(p, \omega_k)$ doivent répondre à un compromis entre une estimation à long-terme, donnant une variance faible, et une mise à jour rapide du post-filtre de fonction $W(p, \omega_k)$ qui doit assurer une poursuite des variations temporelles des signaux mis en jeu.

5 On utilisera, à titre d'exemple, une méthode d'estimation récursive par un lissage à oubli exponentiel qui assure ce compromis et qui se calcule simplement à l'aide des équations récursives suivantes :

$$\hat{\Phi}_{x_i x_i}(p, \omega_k) = \alpha \hat{\Phi}_{x_i x_i}(p-1, \omega_k) + X_i(p, \omega_k) X_i^*(p, \omega_k) \quad (27)$$

10 et

$$\hat{\Phi}_{yy}(p, \omega_k) = \alpha \hat{\Phi}_{yy}(p-1, \omega_k) + Y(p, \omega_k) Y^*(p, \omega_k) \quad (28)$$

15 où α est un nombre proche de 1 qui est lié à la constante de temps τ du lissage exponentiel par la relation suivante :

$$\alpha = e^{-R/(Fe)} \quad (29)$$

20 où Fe est la fréquence d'échantillonnage et R le pas de décalage des fenêtres (en échantillons).

On notera que la somme des pondérations des deux termes du second membre des équations des estimés ci-dessus n'est pas égale à l'unité. Ceci s'explique par l'expression du post-filtre sous forme qui permet de s'affranchir de la pondération usuelle de l'un des deux termes par $(1-\alpha)$.

25 On a mis en œuvre le procédé de l'invention tel qu'il vient d'être décrit avec une antenne acoustique réalisée pour des applications de communication interactive à partir d'ordinateurs individuels. Cette antenne acoustique est disposée sur le moniteur d'un ordinateur individuel. Elle est constituée de 9 microphones C_1 à C_9 de type cardioïde disposés linéairement sur une longueur de 40 cm. Cette antenne est conçue
30 de manière à être constituée de quatre sous-antennes respectivement dédiées aux basses fréquences, aux fréquences moyennes basses, aux fréquences moyennes hautes et aux hautes fréquences et, ce, dans la bande téléphonique élargie [50 Hz – 7 kHz].

La première sous-antenne est constituée des capteurs C_1 , C_5 , C_9 dont les espacements entre capteurs contigus est de 20 cm. Sur le signal de chacun de ces

capteurs, est appliqué un filtrage de limitation de bande de caractéristique donnée par la fonction $g_1(f)$.

La seconde sous-antenne est constituée des capteurs C_1, C_2, C_5, C_8, C_9 dont les espacements entre capteurs contigus est de 10 cm. Sur le signal de chacun de ces capteurs, est appliqué un filtrage de limitation de bande de caractéristique donnée par la fonction $g_2(f)$.

La troisième sous-antenne est constituée des capteurs C_2, C_3, C_5, C_7, C_8 dont les espacements entre capteurs contigus est de 5 cm. Sur le signal de chacun de ces capteurs, est appliqué un filtrage de limitation de bande de caractéristique donnée par la fonction $g_3(f)$.

La quatrième sous-antenne est constituée des capteurs C_3, C_4, C_5, C_6, C_7 dont les espacements entre capteurs contigus est de 2,5 cm. Sur le signal de chacun de ces capteurs, est appliqué un filtrage de limitation de bande de caractéristique donnée par la fonction $g_4(f)$.

On comprendra que, le microphone C_1 appartenant à la fois aux deux premières sous-antennes, le signal qu'il délivre est soumis, dans un filtre de voie FV_1 , à un filtrage de limitation de bande de caractéristique donnée par la fonction somme des deux fonctions caractéristiques de ces sous-antennes $g_1(t) + g_2(t)$.

Ainsi, les filtres de voie FV_1 à FV_9 sont respectivement des fonctions de transfert $a_1(t)$ à $a_9(t)$ qui sont définies par les relations suivantes :

$$a_1(t) = a_2(t) = g_1(t) + g_2(t)$$

$$a_2(t) = a_3(t) = g_2(t) + g_3(t)$$

$$a_3(t) = a_4(t) = g_3(t) + g_4(t)$$

$$a_4(t) = a_5(t) = g_4(t)$$

$$a_5(t) = g_1(t) + g_2(t) + g_3(t) + g_4(t)$$

Ces filtres assurent un contrôle de directivité correspondant au contexte de prise de son pour station de travail, avec un pointage de l'antenne en face de l'écran d'ordinateur, ouverture de lobe principal constant (angle d'ouverture à -3 dB de 20°) et remontée des lobes secondaires inférieure à -12 dB par rapport au maximum du lobe principal.

On comprendra que ces filtres FV_1 à FV_9 sont mis en œuvre dans le domaine fréquentiel comme cela a été explicité ci-dessus en relation avec la Fig. 5.

On va illustrer les performances d'un système d'antenne tel qu'il vient d'être décrit en ce qui concerne la réduction d'écho acoustique. On considère que l'utilisateur

de la machine sur laquelle est installé ledit système d'antenne (dit le locuteur local) est en communication mains-libres. Le son de la personne avec qui il communique (dit le locuteur distant) est diffusé sur un haut-parleur placé à droite du moniteur de ladite machine. L'écho acoustique à réduire est le signal qui est capté par l'antenne
 5 acoustique et qui résulte du son émis par ce haut-parleur. Cet écho est une perturbation très gênante car le locuteur distant entend sa propre parole décalée dans le temps (en raison du retard dans la chaîne de télécommunication). Lorsque le niveau de l'écho atteint une certaine valeur, il peut se créer un phénomène instable auto-entretenu qui va générer une oscillation connue sous le nom d'effet Larsen.

10 La Fig. 6 est un diagramme qui montre, en fonction du temps, l'amplitude des signaux en sortie d'une antenne telle que celle qui a été précédemment décrite mais sans l'unité de post-filtrage. En noir, est représentée la composante de parole utile émise par le locuteur local et en gris la composante de l'écho acoustique.

On notera que cette représentation permet d'illustrer les performances du
 15 système, mais dans la réalité signaux utiles et signaux d'écho sont superposés. On notera encore que les perturbations sont particulièrement adverses car les deux personnes parlent en même temps, excepté dans l'intervalle de temps [2,3 s; 3 s], et il y a donc simultanément présence de la perturbation et de la source utile. Le rapport signal utile à signal d'écho correspondant à cette expérience est de 10,4 dB en entrée
 20 d'antenne, valeur qui est mesurée sur le micro central de l'antenne.

La Fig. 7 montre les mêmes signaux que ceux représentés à la Fig. 6 mais en sortie du post-filtre tel qu'il vient d'être décrit. On observe une réduction significative apportée par le post-filtre de l'écho encore présent en sortie d'antenne sans diminution du niveau du signal utile. Les valeurs des rapports signal utile à écho mesurées sont de
 25 10,4 dB en entrée d'antenne, de 14 dB en sortie d'antenne et de 21 dB en sortie de post-filtre. Par conséquent le gain moyen en rapport signal à écho est de 4,6 dB pour l'antenne et de 7 dB pour le post-filtre, conférant au système une amélioration du rapport signal à écho de 11,6 dB.

La Fig. 8 apporte une information sur la réduction de l'écho au cours du temps.
 30 Les courbes sont obtenues par mesure énergétique des signaux par blocs de 64 ms. On observe que le post-filtre accroît significativement les performances de l'antenne. De plus, aux instants où la parole locale n'est plus active, (intervalle de temps [2,3 s; 3 s]) l'écho résiduel en sortie d'antenne est réduit par le post-filtre de plus de 20 dB.

REVENDECATIONS

1) Procédé d'amélioration du rapport de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs d'une antenne (ANT) comportant au moins un capteur (C_1 à C_N), caractérisé en ce qu'il consiste à filtrer le signal délivré par ladite antenne (ANT) au moyen d'un filtre (W) dont la fonction de transfert ($W(t)$, $W(t,f)$) est égale au rapport de deux fonctions (F) et (G) linéaires de la puissance ($\hat{P}_y(t)$, $\hat{P}_y(t,f)$) à la sortie de l'antenne (ANT) et de la puissance ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t,f)$) à l'entrée de l'antenne (ANT) :

$$W(t) = \frac{F(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t))}{G(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t))} \text{ ou }$$

$$W(t, f) = \frac{F(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}{G(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}$$

2) Procédé d'amélioration du rapport de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite fonction de transfert ($W(t)$, $W(t,f)$) est égale au rapport de la puissance ($\hat{P}_y(t)$, $\hat{P}_y(t,f)$) du signal à la sortie de l'antenne (ANT) et de la puissance ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t,f)$) du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs (C_1 à C_N) à l'entrée de l'antenne (ANT) :

$$W(t) = \frac{\hat{P}_y(t)}{\hat{P}_x(t)} \text{ ou } W(t, f) = \frac{\hat{P}_y(t, f)}{\hat{P}_x(t, f)}$$

3) Procédé d'amélioration du rapport de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce qu'il consiste à estimer la puissance ($\hat{P}_y(t)$, $\hat{P}_y(t,f)$) du signal à la sortie de l'antenne (ANT) et la puissance ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t,f)$) du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs (C_1 à C_N) à l'entrée de l'antenne (ANT).

4) Procédé d'amélioration du rapport de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs selon la revendication 3, caractérisé en ce qu'il consiste à utiliser, pour pourvoir estimer la puissance ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t,f)$) du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs (C_1 à C_N) à l'entrée de l'antenne (ANT),

le, des ou les signaux $(x_i(t), i = 1 \text{ à } N)$ respectivement délivrés par le, des ou les capteurs $(C_1 \text{ à } C_N)$ de ladite antenne (ANT).

5 5) Procédé d'amélioration du rapport de la puissance du signal utile à celle des signaux perturbateurs selon la revendication 3 ou 4, caractérisé en ce qu'il consiste à utiliser, pour pourvoir estimer la puissance $(\hat{P}_x(t), \hat{P}_x(t, f))$ du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs $(C_1 \text{ à } C_N)$ à l'entrée de l'antenne (ANT), le ou des signaux issus du traitement, dans une unité de traitement d'antenne (TA) de ladite antenne (ANT), des signaux $(x_i(t), i = 1 \text{ à } N)$ respectivement délivrés par les capteurs $(C_1 \text{ à } C_N)$ de ladite antenne (ANT).

10 6) Procédé de traitement d'antenne consistant à transformer dans le domaine fréquentiel le ou chaque signal délivré par au moins un capteur $(C_1 \text{ à } C_N)$, à filtrer le ou chaque signal issu de ladite transformation, à sommer entre eux les signaux respectivement obtenus après filtrage et à transformer dans le domaine temporel le signal obtenu après sommation, caractérisé en ce qu'il consiste à filtrer le signal
15 délivré par ladite antenne (ANT) au moyen d'un filtre (W) dont la fonction de transfert $(W(t, f))$ est égale au rapport de deux fonctions (F) et (G) linéaires de la puissance $(\hat{P}_y(t, f))$ à la sortie du sommateur (SOM) et de la puissance $(\hat{P}_x(t, f))$ du ou des signaux délivrés par ladite ou lesdites unités de transformation dans le domaine fréquentiel (UTF) :

20

$$W(t, f) = \frac{F(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}{G(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}$$

25 7) Procédé de traitement d'antenne selon la revendication 6, caractérisé en ce que ladite fonction de transfert $(W(t, f))$ est égale au rapport de la puissance $(\hat{P}_y(t, f))$ du signal à la sortie du sommateur (SOM) et de la puissance $(\hat{P}_x(t, f))$ du ou des signaux délivrés par ladite ou lesdites unités de transformation dans le domaine fréquentiel (UTF) :

$$W(t, f) = \frac{\hat{P}_y(t, f)}{\hat{P}_x(t, f)}$$

30

8) Procédé de traitement d'antenne selon la revendication 6 ou 7, caractérisé en ce qu'il consiste à estimer la puissance ($\hat{P}_y(t, f)$) du signal à la sortie de l'antenne (ANT) et la puissance ($\hat{P}_x(t, f)$) du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs (C_1 à C_N) à l'entrée de l'antenne (ANT).

5 9) Procédé de traitement d'antenne selon la revendication 6, 7 ou 8, caractérisé en ce que, pour effectuer l'estimation de la puissance ($\hat{P}_x(t, f)$) du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs (C_1 à C_N) à l'entrée de l'antenne (ANT), il consiste à effectuer la moyenne de l'estimation des densités spectrales de puissance ($\hat{\Phi}_{x_i}(t, f)$) des signaux issus du ou des capteurs (C_1 à C_N) :

10

$$\hat{P}_x(t, f) = \sum_{i=1}^N \hat{\Phi}_{x_i}(t, f)$$

10) Procédé de traitement d'antenne selon la revendication 8 ou 9, caractérisé en ce que, pour effectuer l'estimation ($\hat{P}_y(t, f)$) de la puissance ($\hat{P}_y(t, f)$) du signal en
 15 sortie du sommateur (SOM), il consiste à calculer l'estimation de la densité spectrale de puissance ($\hat{\Phi}_{yy}(t, f)$) de ce signal :

$$\hat{P}_y(t, f) = \hat{\Phi}_{yy}(t, f)$$

20 11) Procédé de traitement d'antenne selon une des revendications 8 à 10, caractérisé en ce qu'il consiste à effectuer lesdites estimations de manière récursive par lissage à oubli exponentiel.

12) Système d'antenne comprenant une antenne (ANT) pourvue d'au moins un capteur (C_1 à C_N) et prévu pour améliorer le rapport signal utile à signaux
 25 perturbateurs de ladite antenne (ANT), caractérisé en ce qu'il comprend un filtre (W) qui est prévu pour filtrer le signal délivré par ladite antenne (ANT) et dont la fonction de transfert ($W(t)$, $W(t, f)$) est égale au rapport de deux fonctions (F) et (G) linéaires de la puissance ($\hat{P}_y(t)$, $\hat{P}_y(t, f)$) à la sortie de l'antenne (ANT) et de la puissance ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t, f)$) à l'entrée de l'antenne (ANT) :

30

$$W(t) = \frac{F(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t))}{G(\hat{P}_x(t), \hat{P}_y(t))} \text{ ou }$$

$$W(t, f) = \frac{F(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}{G(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}$$

13) Système selon la revendication 12, caractérisé en ce que ladite fonction de
 5 transfert ($W(t)$, $W(t, f)$) dudit filtre (W) est égale au rapport de la puissance ($\hat{P}_y(t)$,
 $\hat{P}_y(t, f)$) du signal à la sortie de l'antenne (ANT) et de la puissance ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t, f)$)
 du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs (C_1 à C_N) à l'entrée de
 l'antenne (ANT) :

10
$$W(t) = \frac{\hat{P}_y(t)}{\hat{P}_x(t)} \text{ ou } W(t, f) = \frac{\hat{P}_y(t, f)}{\hat{P}_x(t, f)}$$

14) Système d'antenne selon la revendication 12 ou 13, caractérisé en ce qu'il
 comporte des unités d'estimations (ESTE, ESTS) pour pouvoir respectivement estimer
 15 la puissance ($\hat{P}_y(t)$, $\hat{P}_y(t, f)$) du signal présent à la sortie de l'antenne (ANT) et la
 puissance ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t, f)$) du ou des signaux délivrés par le ou lesdits capteurs (C_1 à
 C_N) à l'entrée de l'antenne (ANT).

15) Système d'antenne selon la revendication 14, caractérisé en ce que ladite
 unité d'estimation (ESTE), pour pouvoir estimer la puissance ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t, f)$) à
 20 l'entrée de l'antenne (ANT), traite le, des ou les signaux ($x_i(t)$, $i = 1$ à N)
 respectivement délivrés par un, des ou les capteurs (C_1 à C_N) de ladite antenne (ANT)

16) Système d'antenne selon une des revendications 14 ou 15, caractérisé en ce
 que ladite unité d'estimation (ESTE) traite, pour pouvoir estimer la puissance
 ($\hat{P}_x(t)$, $\hat{P}_x(t, f)$) à l'entrée de l'antenne (ANT), le ou des signaux délivrés par une unité
 25 de traitement d'antenne (TA) de ladite antenne (ANT) à partir des signaux ($x_i(t)$, $i = 1$
 à N) respectivement délivrés par les capteurs (C_1 à C_N) de ladite antenne (ANT).

17) Système d'antenne comprenant une unité (UTF) de transformation dans le
 domaine fréquentiel du ou de chaque signal délivré par au moins un capteur (C_i avec i
 $= 1$ à N), un filtre de voie (FV_i) pour filtrer dans le domaine fréquentiel le signal
 30 délivré par ladite unité de transformation (UTF), un sommateur (SOM) pour sommer
 entre eux les signaux respectivement délivrés par lesdits filtres de voie (FV_i) et une

unité (UTT) de transformation dans le domaine temporel du signal délivré par ledit sommateur (SOM), caractérisé en ce qu'il comporte, entre le sommateur (SOM) et l'unité de transformation dans le domaine temporel (UTT), un filtre (W) dont la fonction de transfert ($W(t, f)$) est égale au rapport de deux fonctions (F) et (G) linéaires de la puissance ($\hat{P}_y(t, f)$) du signal présent à la sortie du sommateur (SOM) et de la puissance ($\hat{P}_x(t, f)$) du ou des signaux délivrés par ladite unité de transformation dans le domaine fréquentiel (UTF) :

$$W(t, f) = \frac{F(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}{G(\hat{P}_x(t, f), \hat{P}_y(t, f))}$$

10

18) Système selon la revendication 17, caractérisé en ce que ladite fonction de transfert ($W(t, f)$) dudit filtre (W) est égale au rapport de la puissance ($\hat{P}_y(t, f)$) du signal à la sortie du sommateur (SOM) et de la puissance ($\hat{P}_x(t, f)$) du ou des signaux délivrés par ladite unité de transformation dans le domaine fréquentiel (UTF) :

15

$$W(t, f) = \frac{\hat{P}_y(t, f)}{\hat{P}_x(t, f)}$$

19) Système d'antenne selon la revendication 17 ou 18, caractérisé en ce qu'il comporte des unités d'estimations (ESTE, ESTS) pour pouvoir respectivement estimer la puissance ($\hat{P}_y(t, f)$) du signal présent à la sortie du sommateur (SOM) et la puissance ($\hat{P}_x(t, f)$) du ou des signaux délivrés par lesdites unités de transformation (UTF).

20) Système d'antenne selon la revendication 19, caractérisé en ce que ladite unité d'estimation (ESTE) pour l'estimation de la puissance ($\hat{P}_x(t, f)$) du ou des signaux respectivement délivrés par le ou les capteurs (C_1 à C_N) à l'entrée de l'antenne (ANT) effectue la moyenne de l'estimation des densités spectrales de puissance ($\hat{\Phi}_{x_{x_i}}(t, f)$) des signaux issus du ou des capteurs (C_1 à C_N) :

$$\hat{P}_x(t, f) = \sum_{i=1}^N \hat{\Phi}_{x_{x_i}}(t, f)$$

30

- 21) Système d'antenne selon la revendication 19 ou 20, caractérisé en ce que ladite unité d'estimation (ESTS) pour l'estimation de la puissance ($\hat{P}_y(t, f)$) du signal en sortie du sommateur (SOM) est donnée par l'estimation ($\hat{\Phi}_{yy}(t, f)$) de la densité spectrale de puissance de ce signal :

$$\hat{P}_y(t, f) = \hat{\Phi}_{yy}(t, f)$$

- 22) Système d'antenne selon une des revendications 19 à 21, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens pour que lesdites estimations soient effectuées de manière récursive par lissage à oubli exponentiel.

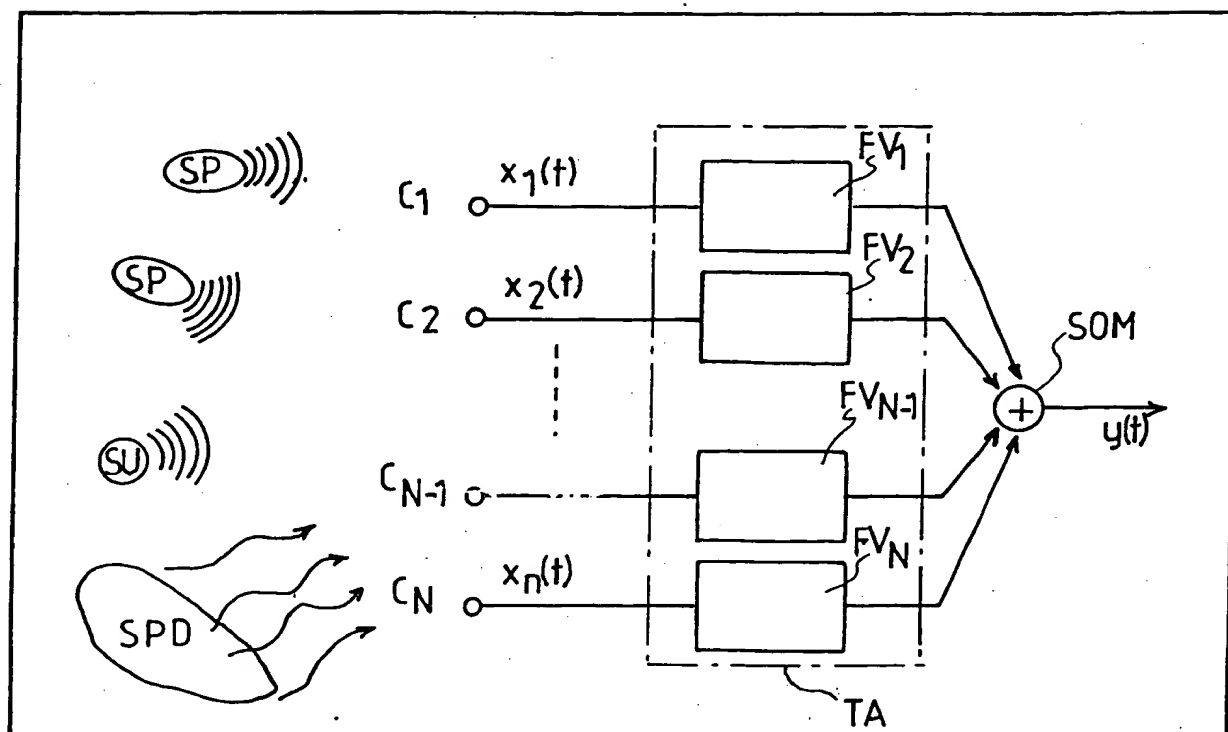


FIG.1

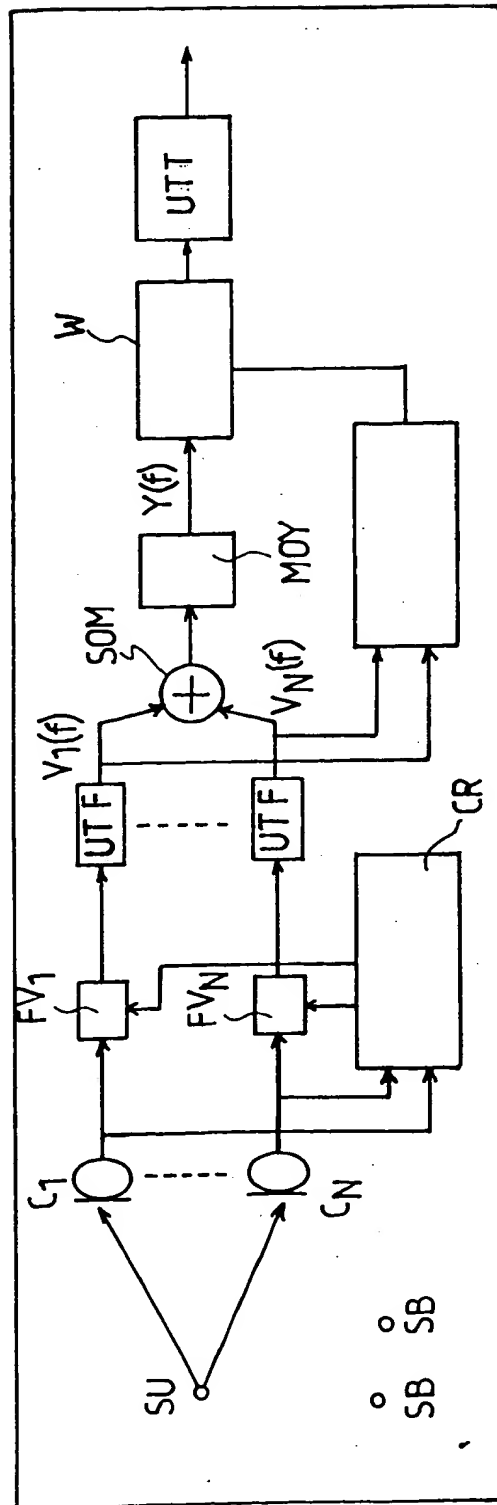


FIG. 2

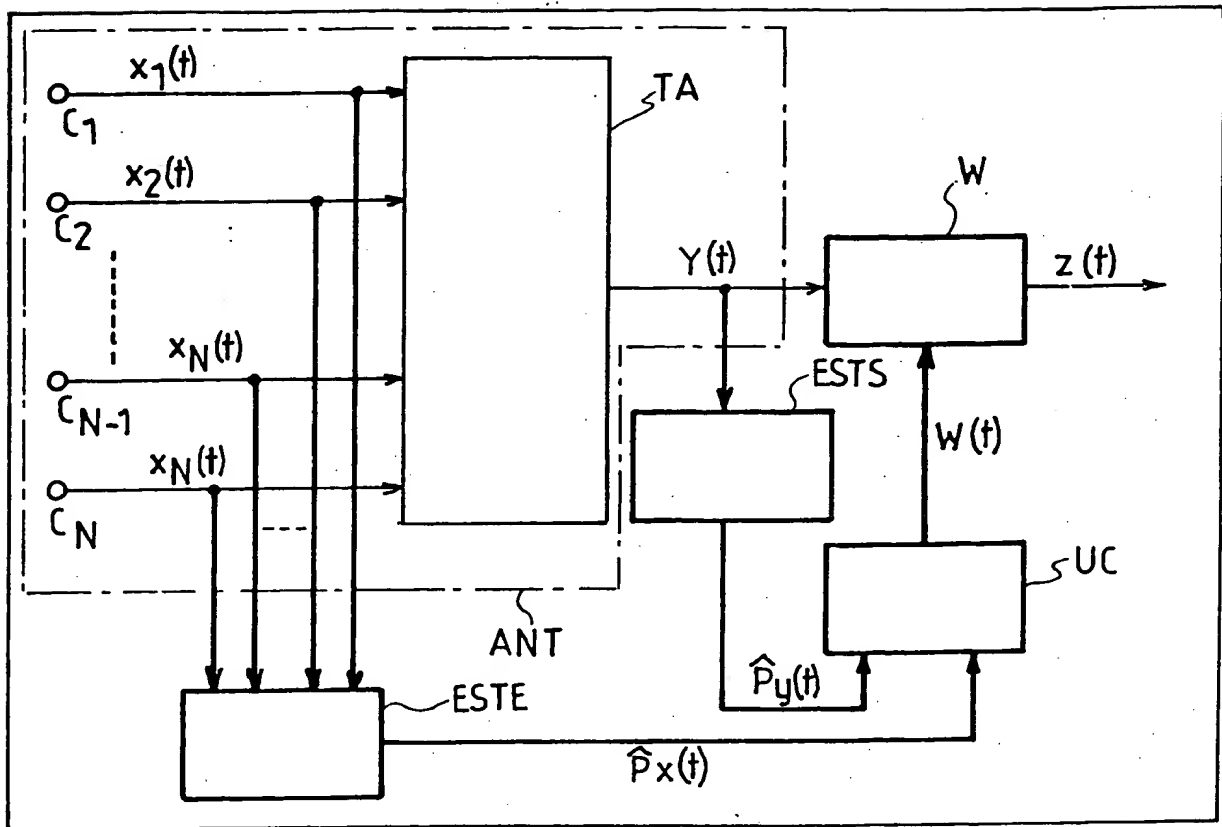


FIG. 3

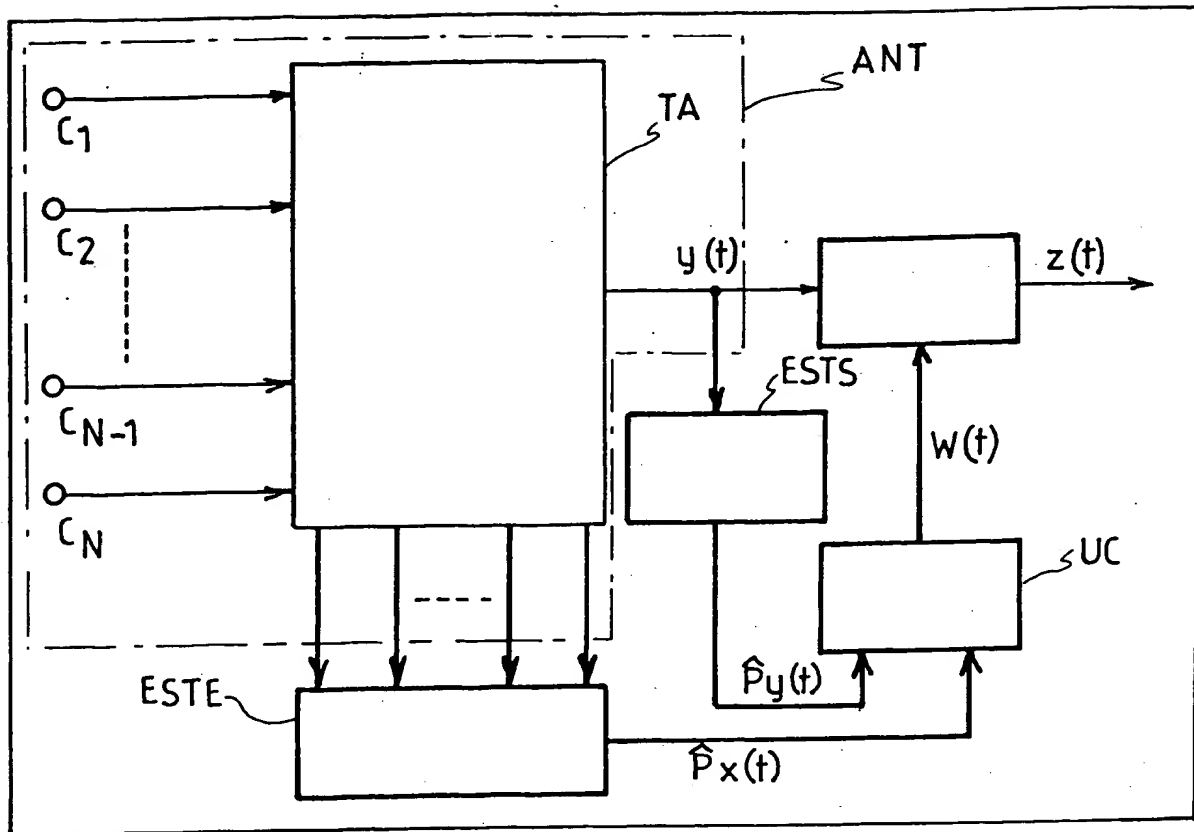


FIG. 4

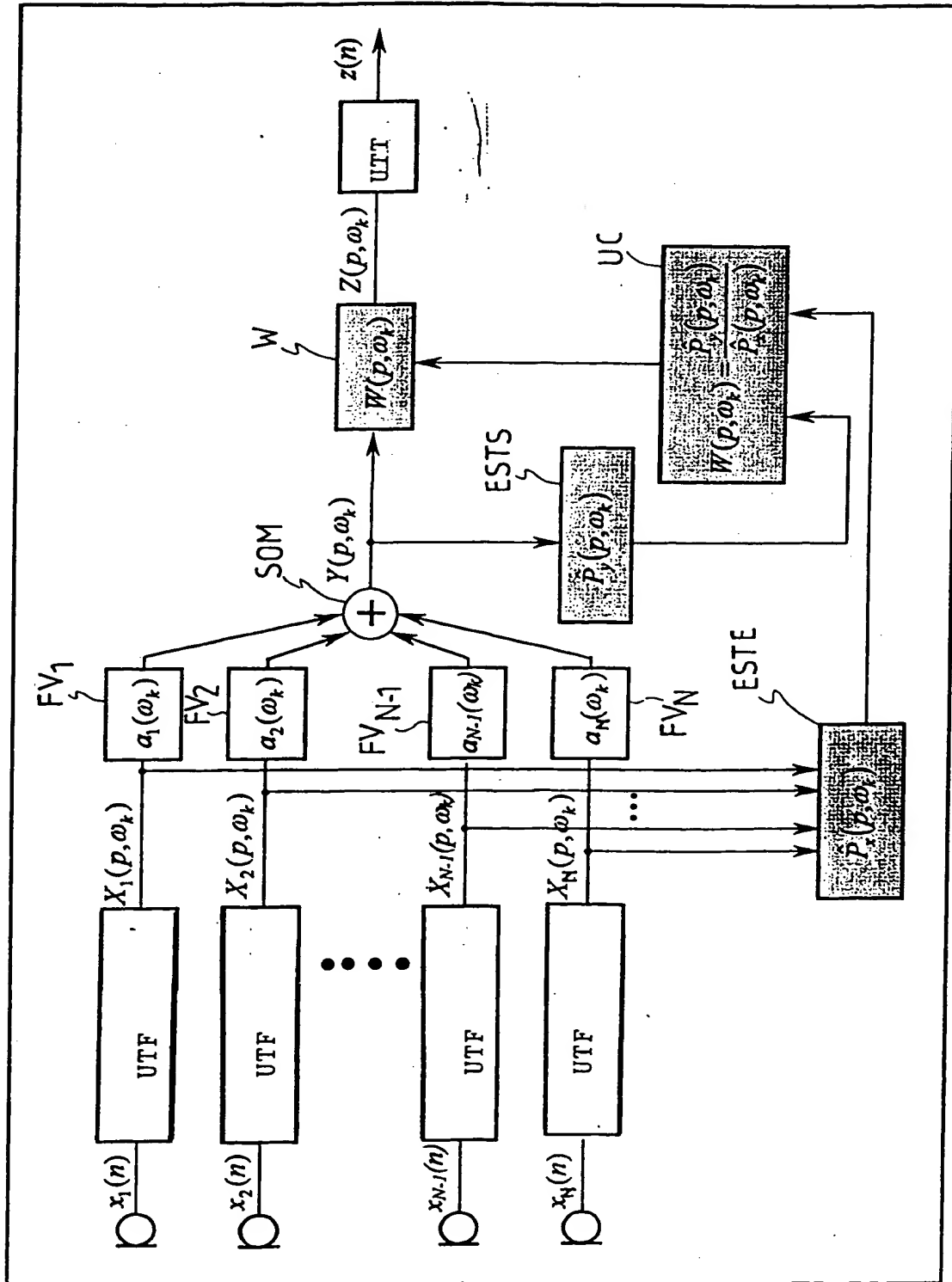


FIG. 5

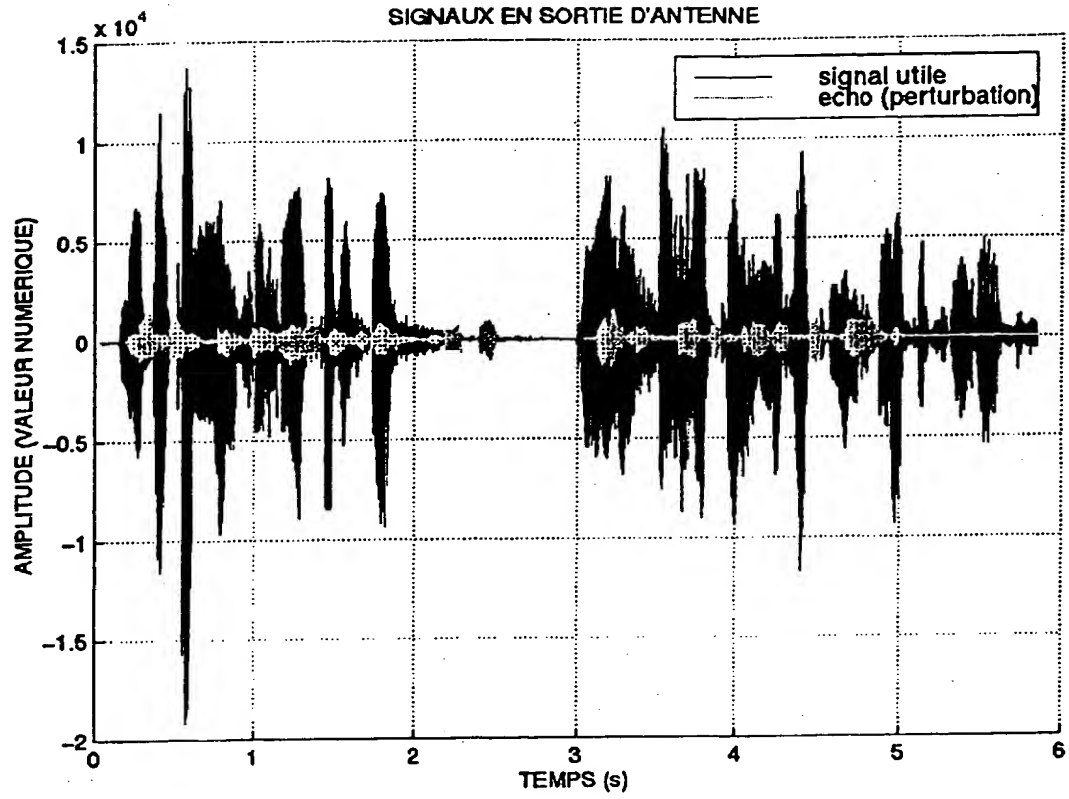


FIG. 6

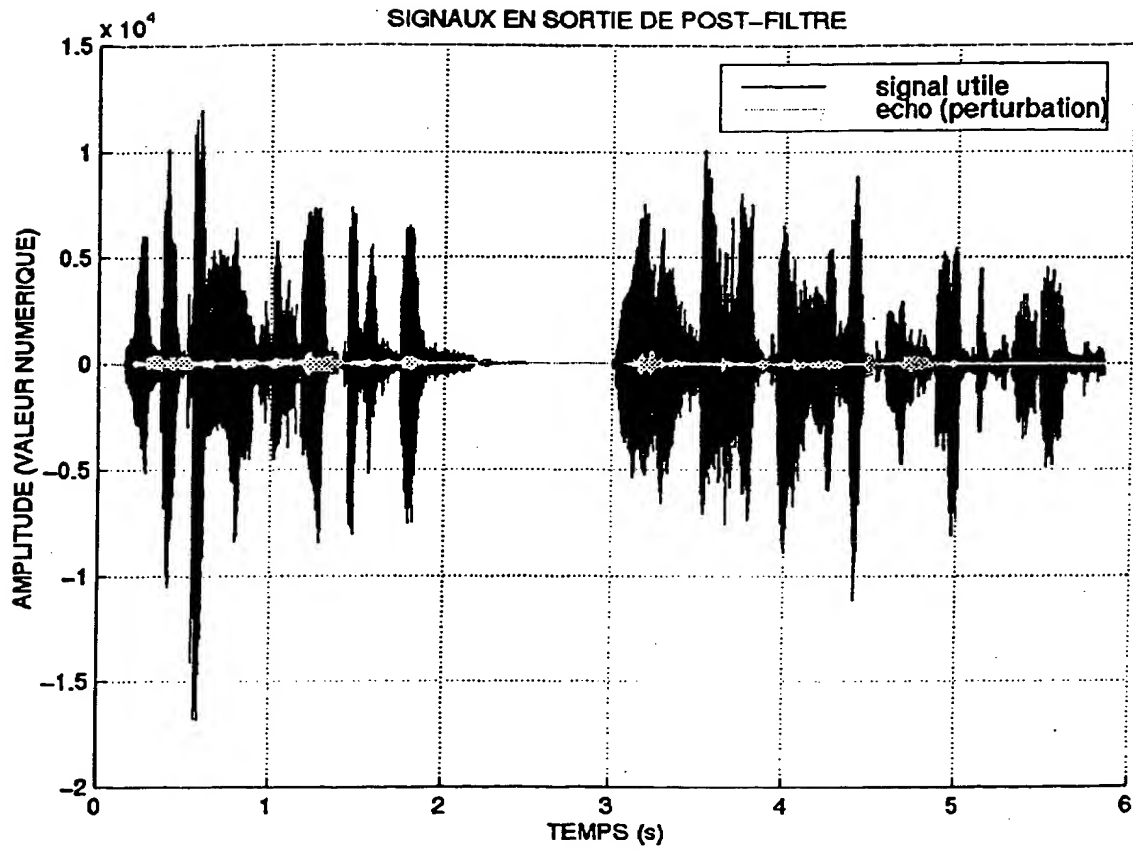


FIG. 7

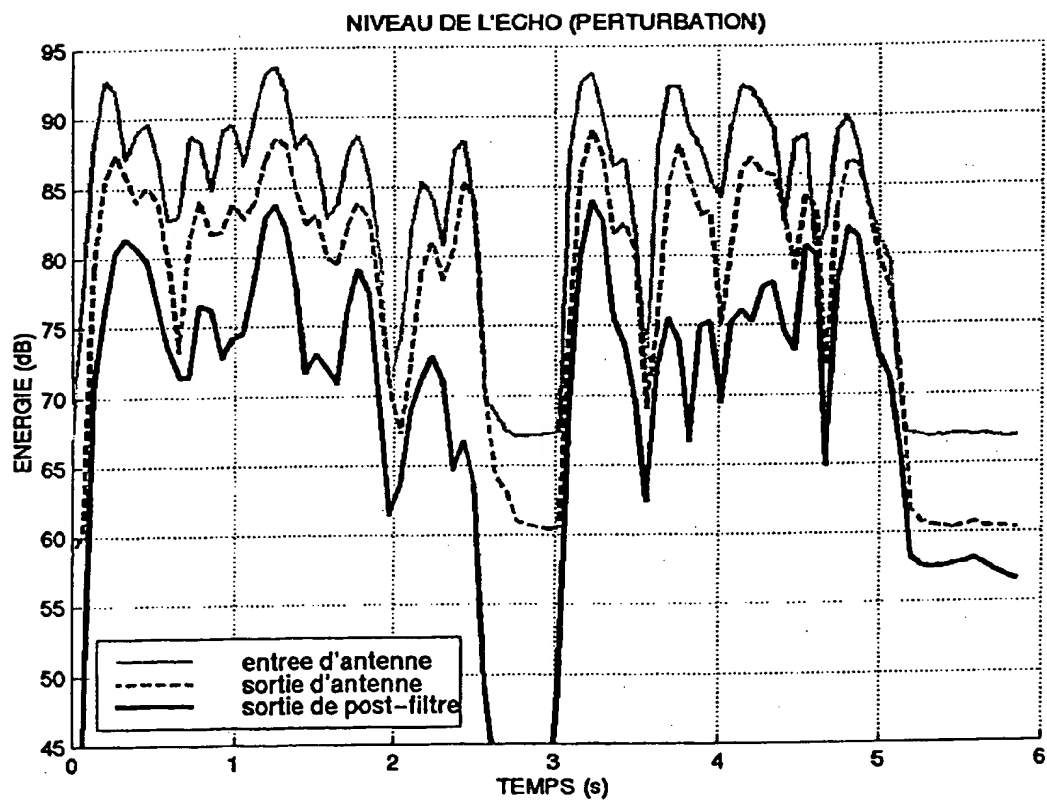


FIG. 8

THIS PAGE BLANK (USPTO)